



Etude d'un résonateur stop-bande accordable basé sur le concept DBR (Dual Behavior Resonator)

Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Jean-François Favennec, Eric Rius

► To cite this version:

Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Jean-François Favennec, Eric Rius. Etude d'un résonateur stop-bande accordable basé sur le concept DBR (Dual Behavior Resonator). 17èmes Journées Nationales Microondes, May 2011, Brest, France. pp.3D-3. hal-00669482

HAL Id: hal-00669482

<https://hal.science/hal-00669482>

Submitted on 13 Feb 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Etude d'un résonateur stop-bande accordable basé sur le concept DBR (Dual Behavior Resonator)

Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Jean-François Favennec, Eric Rius

Université Européenne de Bretagne, France

Université de Brest ; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, ISSTB, 6 avenue Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest cedex
Benjamin.potelon@univ-brest.fr : correspondant principal

Résumé

Une nouvelle structure de résonateur stop-bande accordable est présentée. Celle-ci est basée sur le principe du résonateur Dual Behavior Resonator (DBR). Les intérêts de cette topologie sont sa compacité, sa flexibilité ainsi que sa facilité de conception, en effet, la synthèse complète de ce résonateur est présentée dans cet article. Pour la réalisation proposée, l'accord est effectué grâce à des varactors. L'accord obtenu est de l'ordre de 20% pour une fréquence centrale de 3 GHz.

1. Introduction

A l'heure actuelle, les résonateurs ou les filtres stop-bande sont largement utilisés dans les architectures des systèmes hyperfréquences, par exemple pour fixer la fréquence d'un oscillateur local. Les applications sont nombreuses, aussi bien dans les systèmes de télécommunications que dans les systèmes d'observation, et notamment les radars. Les contraintes sur ces dispositifs stop-bandes sont nombreuses, nous pouvons citer entre autres les performances électriques, le poids, le coût, la reproductibilité... Aussi, ces fonctions sont généralement réalisées grâce à des résonateurs diélectriques [1]-[2] ou parfois planaires. Parmi les solutions planaires, il existe de nombreuses topologies possibles, basées sur des structures micro-ruban [3]-[5], coplanaires [6] ou qui utilisent des ouvertures dans les plans de masse (Default Ground Structure - DGSs) [7]

Aujourd'hui, les tendances en ce qui concerne les architectures des systèmes hyperfréquences s'orientent nettement vers des applications multistandards. La reconfigurabilité et la flexibilité de ces architectures devient alors un enjeu majeur qui nécessite des fonctions passives reconfigurables, et notamment les rejeteurs. Dans le but de pouvoir rejeter différentes fréquences, on va chercher à préserver les performances électriques (pertes, surtension) tout en minimisant l'impact sur l'encombrement ou sur le poids.

Dans ce papier, nous proposons un rejeteur planaire reconfigurable basé sur la topologie DBR (Dual Behavior Resonator) et nommé DBR⁻¹.

L'élément d'accord utilisé ici est une diode varicap, mais d'autres éléments actifs pourraient être envisagés (MEMS, diodes PIN...) [8].

2. Principe du DBR⁻¹

Parmi les topologies planaires, le Dual Behavior Resonator (DBR) [9] - [10] s'avère être bien adapté pour les résonateurs accordables passe-bande. En effet, il présente de nombreux avantages comme de bonnes performances électriques, une facilité de conception et une accordabilité importante comme démontré dans [11].

A l'image du DBR, la structure stop-bande DBR⁻¹ (Dual Behavior Resonator⁻¹) est basée sur une recombinaison destructive qui apparaît entre deux structures passe-bandes (figure 1) connectées en parallèle.

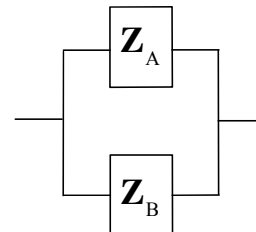


Figure 1. Principe du DBR⁻¹

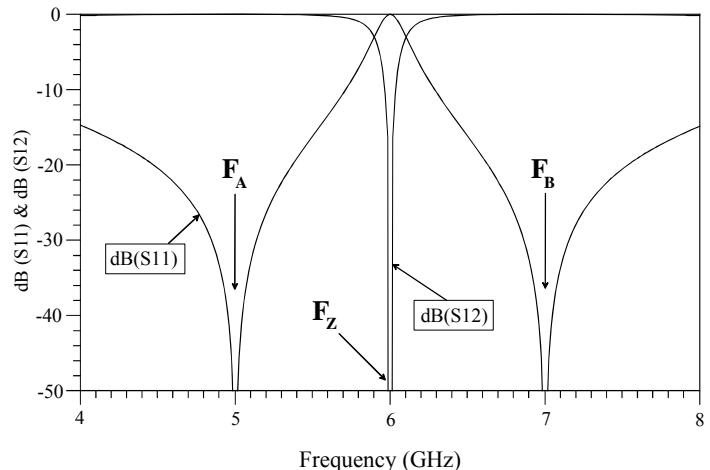


Figure 2. Réponse idéale du DBR⁻¹

Un exemple de réponse idéale du DBR⁻¹ est présenté sur la figure 2.

Dans le cas d'une implémentation planaire, les structures passe-bandes sont obtenues grâce à des stubs utilisés en coupe-bandes dont le comportement est « inversé » via des inverseurs d'admittance. Les deux structures passe-bande ainsi créées sont ensuite connectées en parallèle.

L'accord est obtenu en ajoutant des diodes varicaps au bout des stubs (figure 3). Le changement de la capacité équivalente chargeant le stub permet de faire varier la fréquence de résonance de ce dernier et par voie de conséquence la fréquence de réjection du stop-bande

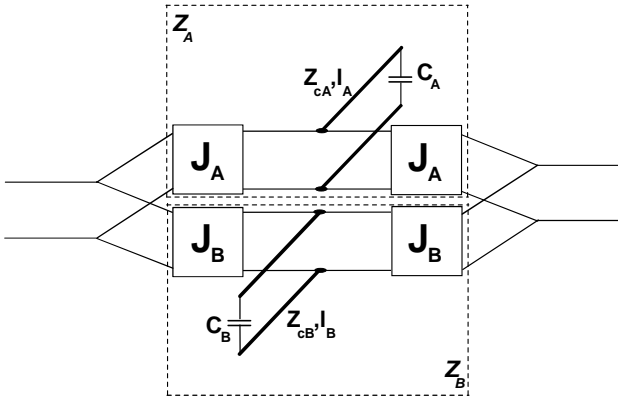


Figure 3. Implémentation du DBR⁻¹

L'intérêt de la structure DBR pour des dispositifs filtrants accordables réside dans sa versatilité. En effet, avec cette structure, il est possible d'accorder non seulement la fréquence centrale mais aussi la bande rejetée selon que les diodes varicaps aux extrémités des deux stubs sont polarisées de façon identique ou différenciée.

Dans le cas présent, et pour des raisons de simplicité de conception du circuit de polarisation, nous nous sommes focalisés sur la conception d'un réjecteur DBR⁻¹ accordable en fréquence centrale.

3. Synthèse du DBR⁻¹

Le DBR⁻¹ peut être modélisé par deux impédances série connectées en parallèle (Fig. 1). L'admittance-série équivalente Y_{eq} de cette structure est alors

$$Y_{eq} = \frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} \quad (1)$$

où Z_A et Z_B sont les impédances équivalentes des structures passe-bande A et B.

L'impédance équivalente d'une structure passe-bande telle que présentée sur la figure 3 vaut :

$$Z_i = j \frac{(\tan(\beta l_i) + Z_{ci} C_i \omega)}{j^2 Z_{ci} (Z_{ci} C_i \omega \tan(\beta l_i) - 1)} \quad \text{avec } i = A, B \quad (2)$$

où l_i et Z_{ci} sont respectivement la longueur électrique et

l'impédance caractéristique des stubs.

La réponse électrique idéale présentée sur la figure 2 présente un zéro de transmission qui apparaît lorsque $Y_{eq} = 0$ et deux pôles qui apparaissent lorsque Y_{eq} tend vers l'infini.

Les équations présentées permettent de relier la réponse électrique aux différents éléments composant le modèle équivalent. Nous avons choisi de calculer C_A , C_B , Z_{cA} et Z_{cB} , et donc de considérer J_A , J_B , l_A et l_B comme des degrés de liberté.

Pour chaque pôle, c'est à dire pour chaque "branche" du circuit, on a :

$$C_i = -\frac{\tan(\beta l_i)}{Z_{ci} \omega_i} \quad i = A, B \quad (3)$$

où β_i est calculé à la pulsation du pôle associé (A ou B).

De même, à la pulsation du zéro de transmission ω_z , l'impédance caractéristique du stub A est donnée par :

$$Z_{cA} = -\frac{J_B^2 Z_{cB} \left(-\frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_z l_B) \tan(\beta_B l_B) - 1 \right) (\tan(\beta_z l_A) - \frac{\omega_z}{\omega_A} \tan(\beta_A l_A))}{J_A^2 \left(-\frac{\omega_z}{\omega_A} \tan(\beta_z l_A) \tan(\beta_A l_A) - 1 \right) (\tan(\beta_z l_B) - \frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_B l_B))} \quad (4)$$

L'impédance caractéristique de l'autre stub, Z_{cB} est déduite du paramètre de pente de la réactance du résonateur x, ce qui conduit à

$$Z_{cB} = \frac{\omega_z N_B - M N_A}{8 J_B^2 X H^2} \quad (5)$$

où

$$M = \frac{\left[-\frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_z l_B) \tan(\beta_B l_B) - 1 \right] \left[\tan(\beta_z l_A) - \frac{\omega_z}{\omega_A} \tan(\beta_A l_A) \right]}{\left[-\frac{\omega_z}{\omega_A} \tan(\beta_z l_A) \tan(\beta_A l_A) - 1 \right] \left[\tan(\beta_z l_B) - \frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_B l_B) \right]} \quad (6)$$

$$N_A = \frac{\left[1 + \tan^2(\beta_z l_A) \right] \left[\frac{l_A}{c_0} - \frac{\tan(\beta_A l_A)}{\omega_A} - \frac{\omega_z^2 l_A}{\omega_A^2 c_0} \tan^2(\beta_A l_A) \right]}{\left[\tan(\beta_z l_A) + \frac{\omega_z}{\omega_A} \tan(\beta_A l_A) \right]^2} \quad (7)$$

$$N_B = \frac{\left[1 + \tan^2(\beta_z l_B) \right] \left[\frac{l_B}{c_0} - \frac{\tan(\beta_B l_B)}{\omega_B} - \frac{\omega_z^2 l_B}{\omega_B^2 c_0} \tan^2(\beta_B l_B) \right]}{\left[\tan(\beta_z l_B) + \frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_B l_B) \right]^2} \quad (8)$$

$$H = -\frac{\frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_z l_B) \tan(\beta_B l_B) + 1}{\tan(\beta_z l_B) - \frac{\omega_z}{\omega_B} \tan(\beta_B l_B)} \quad (9)$$

A partir de ces équations, nous connaissons maintenant les expressions de C_A , C_B , Z_{cA} et Z_{cB} qui peuvent être calculés directement à partir des spécifications électriques.

Cependant, les valeurs des capacités doivent être choisies de façon à permettre d'obtenir l'accordabilité fréquentielle désirée.

Dans ce but, nous proposons de tracer l'évolution de la fréquence du zéro de transmission en fonction des valeurs des capacités C_A et C_B .

Afin de simplifier la présentation des résultats, nous admettons ici que les deux capacités sont identiques, *i.e.* $C_A = C_B = C$.

Le zéro de transmission apparaît lorsque Y_{eq} (1) tends vers zéro, c'est-à-dire que C est alors la solution de l'équation

$$C^2 [jJ_A^2 Z_{cB}^2 Z_{cA} \omega_Z^2 \tan(\beta_Z l_B) + jJ_B^2 Z_{cA}^2 Z_{cB} \omega_Z^2 \tan(\beta_Z l_A)] + C [jJ_A^2 Z_{cB}^2 \omega_Z \tan(\beta_Z l_B) \tan(\beta_Z l_A) - jJ_A^2 Z_{cB} Z_{cA} \omega_Z + jJ_B^2 Z_{cA}^2 \omega_Z \tan(\beta_Z l_A) \tan(\beta_Z l_B) - jJ_B^2 Z_{cB} Z_{cA} \omega_Z - jJ_B^2 Z_{cA} \tan(\beta_Z l_B) - jJ_A^2 Z_{cB} \tan(\beta_Z l_A)] = 0 \quad (10)$$

Les solutions de cette équation sont tracées à la figure 4 avec des longueurs électriques des stubs identiques et prises comme paramètres.

L'étude de ce graphe nous permet d'affirmer que plus la valeur nominale de la capacité est faible, plus la plage d'accord fréquentielle pourra être importante, pour une variation de la capacité ΔC donnée.

Par ailleurs, cette figure met en exergue le fait que les longueurs électriques sont des degrés de liberté qui permettent de choisir soit la plage d'accord fréquentielle, soit la valeur des capacités.

Dans le but de valider ces équations de synthèse, passons maintenant à la réalisation d'un DBR⁻¹.

Dans notre cas, les inverseurs d'admittance seront réalisés grâce à des lignes de transmission quart d'onde.

4. Conception, simulation et réalisation

Afin d'illustrer les possibilités de la topologie DBR⁻¹, nous proposons de concevoir un réjecteur centré sur 3 GHz, dont les pôles nominaux sont situés à 2 et 4 GHz.

Dans le cas présent, nous choisissons J_A et J_B égaux à 0.01 Siemens. Le paramètre de pente de la réactance du résonateur, x , est fixé à 0.0156 Ohms. Ces choix conduisent aux valeurs présentées dans le tableau 1, lesquelles ont été obtenues en considérant des longueurs électriques de 93.8° et 92° pour les stubs A et B , respectivement.

Paramètre	Valeur calculée
Z_{cA}	49.2 Ω
Z_{cB}	19.3 Ω
C_A	24.3 pF
C_B	59.0 pF

Tableau 1. Paramètres calculés

Pour réaliser l'accordabilité, les deux stubs sont chargés par des diodes varicap SMV1255-079LF proposées par Skyworks. Celles-ci, lors de l'application d'une tension de polarisation comprise entre 0 V and 8 V, présentent une capacité équivalente comprise entre 81 pF et 4.26 pF, respectivement.

La simulation électromagnétique du circuit nominal est présentée sur la figure 4.

Le circuit, présenté à la figure 5, a été réalisé sur un substrat RO 3010 de 635 μm d'épaisseur, de permittivité 10,2 et de $\tan\delta$ de 2.3e-3. Les diodes varicap sont polarisées grâce aux lignes de transmission RF.

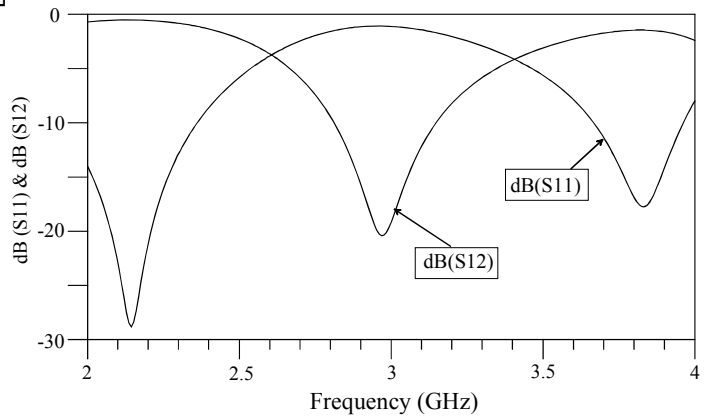


Figure 4. Simulation électromagnétique du DBR⁻¹

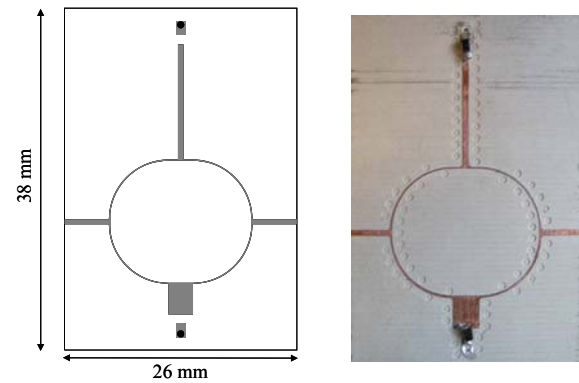


Figure 5. Masque et photographie du réjecteur réalisé

La figure 6 présente les réponses électriques mesurées avec une tension de polarisation comprise entre 0 et 8 V par pas de 0,5 V.

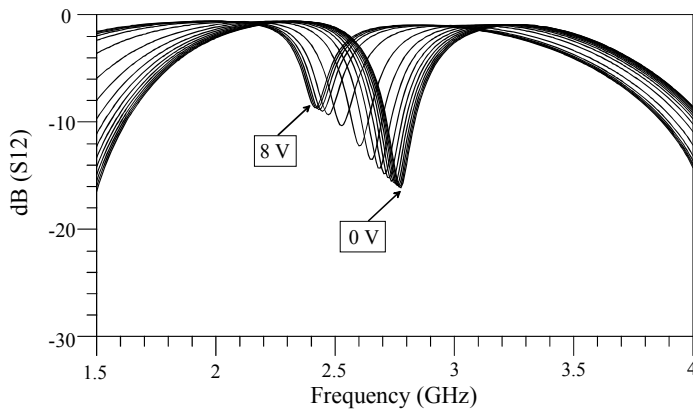


Figure 6. Réponse électrique mesurée du DBR-1

L'accordabilité est de 500 MHz, soit environ 20% de la fréquence centrale. Les pertes sont principalement dues à l'élément d'accord, le décalage en fréquence entre la simulation électromagnétique et la mesure pour le circuit nominal est dû aux dispersions technologiques.

5. Conclusion

Dans cet article, nous avons présenté un réjecteur planaire original basé sur le principe d'une combinaison destructive par le biais d'une topologie DBR. Ce réjecteur est rendu accordable par l'addition de diodes varicap. Les résultats mesurés sont encourageants même si de nombreuses perspectives d'études restent ouvertes, notamment en ce qui concerne l'utilisation d'éléments d'accord faible pertes ou bien encore l'amélioration de la dynamique d'accord.

Cependant, les mesures montrent une faible bande passante autour de la bande rejetée. Ce problème pourrait être limité en utilisant des stubs à saut d'impédance permettant de modifier les périodicités des lignes qui sont à l'origine de ces phénomènes néfastes.

Par ailleurs, nous nous sommes limités ici à l'utilisation d'inverseurs quart d'onde pour réaliser les inverseurs d'admittance. On pourrait sans doute imaginer d'insérer des fonctions particulières dans ces inverseurs.

6. Bibliographie

- [1] I.C. Hunter, J.D. Rhodes, V. Dassonville "Triple mode dielectric resonator hybrid reflection filters" *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol.145, no 4, Aout 1998.
- [2] R.V. Snyder, S. Shin, "Bandstop filters using dielectric loaded evanescent mode resonators" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Juin 2004.
- [3] R. Levy, R.V. Snyder, S. Shin "Bandstop Filters With Extended Upper Passbands" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* Vol.54, no 6, Juin 2006.
- [4] H. Shaman, J-S Hong "Wideband Bandstop Filter With Cross Coupling" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.55, no 8, Aout 2007.
- [5] B. Potelon, C. Quendo, E. Rius, JF. Favennec, C. Person, F. Bodereau, JC. Cayrou, JL. Cazaux "Design of X-Band planar reflection resonator" *Proc. IEEE 32nd European Microwave Conference, Paris, Octobre 2005*.
- [6] A.M.E. Safwat, F. Podevin, P. Ferrari, A. Vilcot "Tunable Bandstop Defected Ground Structure Using Reconfigurable Dumbbell-Shaped Coplanar Waveguide" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* Vol.54, no 9, Septembre 2006.

- [7] X.H. Wang, B.Z. Wang, H. Zhang, K.J. Chen "A Tunable Bandstop Resonator Based on a Compact Slotted Ground Structure" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* Vol.55, no 9, Septembre 2007.
- [8] A. Takacs, D. Neculoiu, D. Vasilache, A. Muller, P. Pons, L. Bary, P. Calmon, H. Aubert, R. Plana "Tunable bandstop MEMS filter for millimetre wave applications" *IEE Electronic Letters*, vol.43, no 12, 7th Juin. 2007.
- [9] C. Quendo, E. Rius, C. Person "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators" *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques* vol.51, no. 3, Mars 2003.
- [10] C. Quendo, E. Rius, C. Person "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators (DBRs) based on stepped impedance stubs and different-lengths stubs" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* vol.52, no. 3, Mars 2004.
- [11] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J.C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, C. Person, F. Huret "Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Juin. 2003.